

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

第2771757号

(45) 発行日 平成10年(1998) 7月2日

(24) 登録日 平成10年(1998) 4月17日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 J 13/00

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

A

請求項の数10(全 18 頁)

(21) 出願番号 特願平5-149369

(22) 出願日 平成5年(1993) 6月21日

(65) 公開番号 特開平6-90219

(43) 公開日 平成6年(1994) 3月29日

審査請求日 平成8年(1996) 3月14日

(31) 優先権主張番号 特願平4-170946

(32) 優先日 平4(1992) 6月29日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(73) 特許権者 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 村井 英志

神奈川県鎌倉市大船五丁目1番1号 三
菱電機株式会社 通信システム研究所内

(74) 代理人 弁理士 吉田 研二 (外2名)

審査官 石井 研一

(56) 参考文献 特開 平3-101534 (J P, A)

特開 平3-226037 (J P, A)

特開 平3-289831 (J P, A)

特開 昭63-108827 (J P, A)

(58) 調査した分野(Int.Cl.⁶, D B名)

H04J 13/00

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 同相軸の擬似雑音符号と直交軸の擬似雑音符号により、直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、

同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号それぞれに基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の擬似雑音符号または直交軸の擬似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、

前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段と、

2

を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項2】 同相軸の擬似雑音符号と直交軸の擬似雑音符号により、直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、

同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号それぞれに基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の擬似雑音符号及び直交軸の擬似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、

前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の

3

影響を補償する位相差補償手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 3】 同相軸の疑似雑音符号と直交軸の疑似雑音符号により、直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、
同相軸の受信信号と基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、
前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 4】 同相軸の疑似雑音符号と直交軸の疑似雑音符号により、直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、
直交軸の受信信号と基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、
前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 5】 請求項 1 または請求項 2 または請求項 3 または請求項 4 記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、
前記位相差補償手段により位相差の影響が補償された同相軸の信号及び直交軸の信号に基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号をそれぞれ乗算し、それぞれの乗算結果を加算した信号を復調するデータ復調手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 6】 請求項 5 記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、
前記データ復調手段は高速アダプティブ変換による信号処理を用いて信号を復調することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 7】 請求項 1 または請求項 2 または請求項 3 または請求項 4 記載のスペクトル拡散通信用受信装置の

4

データ復調回路において、さらに、
前記位相差補償手段により位相差の影響が補償された同相軸の信号と、タイミングを前後にわずかにずらせた同相軸の疑似雑音符号とをそれぞれ乗算する第 1 乗算手段と、
前記位相差補償手段により位相差の影響が補償された直交軸の信号と、タイミングを前後にわずかにずらせた直交軸の疑似雑音符号とをそれぞれ乗算する第 2 乗算手段と、
前記第 1、第 2 乗算手段においてそれぞれ乗算された同相軸の信号と直交軸の信号とを加算する加算手段と、
加算された信号の平均化演算を行う平均化手段の演算結果に基づいてタイミング信号を出力するタイミング制御手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 8】 請求項 7 記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、
前記加算手段と前記平均化手段との間に設けられ、前記加算手段の加算信号と受信パルス信号の受信電力の逆数に相当する係数を乗算し、乗算結果を前記平均化手段へ出力する第 3 乗算手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 9】 請求項 7 または請求項 8 記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、
前記タイミング制御手段より出力されるタイミング信号を入力し、このタイミング信号に基づいて同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を発生する疑似雑音符号発生手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【請求項 10】 請求項 7 または請求項 8 記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、
前記タイミング制御手段より出力されるタイミング信号を入力し、このタイミング信号に基づいて受信信号を復調する復調手段と、
を有することを特徴とするスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路、特に基地局（セルサイト）から送信されるデータ変調のかかっていないパイロット信号を用いて検波後の残留位相差を除去し、信号品質を向上させるデータ復調回路に関する。

【0002】

【従来の技術】直接拡散（DS）方式のスペクトル拡散

5

通信方式（以下、SS方式という）は、干渉に強い、干渉を与えにくい等の利点を有し、衛星回線を用いた小容量通信や自動車電話、携帯電話、コードレス電話等の移動体通信のための通信方式の一つとして開発が行われている。

【0003】図11にはUSP（米国特許）5, 103, 459号に開示されたCDMAセルラー電話システムの受信装置の概略構成が示されている。この移動機CDMA電話システムはアンテナ1を含んでおり、ディプレクサ2を介してアナログレシーバ3及びパワーアンプ4に接続される。アンテナ1は基地局（セルサイト）からのSS信号を受信し、ディプレクサ2を介してアナログレシーバ3に受信信号を供給する。アナログレシーバ3はダウンコンバータを含んでおり、供給された受信信号をベースバンド信号に変換し、さらにA/Dコンバータでデジタル信号に変換する。デジタル信号に変換されたベースバンド信号はサーチャレシーバ5、デジタルデータレシーバ（データ復調回路）6, 7に供給される。

【0004】複数のパスを通してSS信号が受信装置に達した場合、各信号の受信時間に差が生じることになる。データ復調回路6, 7はどのパスの信号をトラックし、受信するかを選択することができる。図11に示すように2つのデータ復調回路がある場合には2つの別々のパスがパラレルにトラックされることになる。

【0005】一方、サーチャレシーバ5はコントロールプロセッサ8からの制御信号に基づき、セルサイトからの受信マルチパス信号にそれぞれ含まれるパイロット信号を検出すべく、受信パイロット信号の基準タイミング近傍の時間領域をスキャンする。そして、サーチャレシーバ5は受信信号の強度を互いに比較し、コントロールプロセッサ8に強度信号を出力して最も強い強度の信号等を指示する。

【0006】そして、コントロールプロセッサ8はデータ復調回路6, 7に制御信号を供給し、それぞれのレシーバに異なった最強信号等処理させる。

【0007】データ復調回路6, 7の機能は受信信号と送信側で使用されたPN符号との相関をとることである。図12は同じくUSP（米国特許）5, 103, 459号に開示されたデータ復調回路の詳細である。データ復調回路6, 7はそれぞれ同相軸用及び直交軸用のPN符号 $PNI(t)$, $PNQ(t)$ を受信パス信号に対応させて生成するPN発生器516, 518を含む。データ復調回路6, 7はセルサイトにとってこの移動機と通信するのに適当なwalsh関数を発生させるwalsh関数発生器520をも含む。walsh関数発生器520はコントロールプロセッサからのセレクト信号に応じて割り当てられたwalsh関数に対応する符号系列を生成する。セレクト信号はセルサイトによって移動機ユニットにコールセットアップメッセージの一部とし

6

て送信される。PN発生器516, 518出力のPN符号 $PNI(t)$, $PNQ(t)$ はそれぞれEX-ORゲート522, 524への入力となる。walsh関数発生器520はその出力をEX-ORゲート522, 524に供給し、ゲートにおいてEX-ORが演算されて系列 $PNI'(t)$, $PNQ'(t)$ を出力する。

【0008】系列 $PNI'(t)$, $PNQ'(t)$ はPN-QPSK相関器526へ入力されて処理され、出力I, Qはそれぞれ対応するアキュムレータ528, 530に導かれる。アキュムレータ528, 530は1シンボル時間に渡り入力信号を積分（累積加算）する。その結果、PN-QPSK相関器526とアキュムレータにより同相軸受信信号、直交軸受信信号との相関が演算される。アキュムレータ出力は位相回転器532へ入力される。位相回転器532はコントロールプロセッサ8からのパイロット位相信号も受信する。受信シンボルデータの位相はパイロット信号の位相に従って回転される。パイロット信号の位相はサーチャレシーバとコントロールプロセッサによって決定される。回転器532の出力は同相軸データであり、コンバイナ・デコーダ回路に供給される。

【0009】従来の受信装置は、以上のように受信信号をダウンコンバートしデジタル信号に変換するアナログレシーバが全てのパス信号について共通に処理される構成となっている。しかしながら、各受信パス信号は互いに独立な搬送波位相を有している。単一のパス信号であれば、搬送波再生回路で受信信号の位相を制御することが可能であるが、複数の受信パス信号が存在する場合には制御不可能となる。従って、各デジタルデータレシーバへの入力信号には、必然的に受信パスの搬送波とダウンコンバートに用いられる再生搬送波間の位相差（検波後の残留位相差）が含まれることになる。この位相差が存在する場合、同相軸受信信号、直交軸受信信号それぞれに互いの信号成分が混入してしまう。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】すなわち、USP5, 103, 459号に開示された通信方式と同様に、データ変調並びにユーザ識別のためのwalsh関数による変調がBPSK（2相PSK）、拡散変調がQPSK（4相PSK）の場合、送信信号の複素包絡線 $S(t)$ は、

$$S(t) = W(t) [PNI(t) + jPNQ(t)]$$

で与えられる。ここで、 $W(t)$ は各ユーザへの送信信号、パイロット信号が多重化された多重化信号であり、 i 番目のユーザへの変調データを $di(t)$ 、walsh関数を $Wi(t)$ 、多重化数を N とすれば、

$$W(t) = \sum di(t) \cdot ki \cdot Wi(t)$$

但し、 Σ は $i=1 \sim N$ の加算となる。次に、受信パス信号の受信振幅を ρ 、受信パス信号の搬送波とダウンコンバートのためにアナログレシーバで乗算される再生搬送

波との位相差（検波後の残留位相差）を θ とすれば、アナログレシーバ出力に含まれる復調すべき受信ベース信号

$$\begin{aligned} R_x(t) &= \rho S(t) * \exp(j\theta) \\ &= \rho W(t) [PNI(t) + jPNQ(t)] [\cos\theta + j\sin\theta] \\ &= \rho W(t) [\{PNI(t) \cos\theta - PNQ(t) \sin\theta\} \\ &\quad + j \{PNI(t) \sin\theta + PNQ(t) \cos\theta\}] \end{aligned}$$

となる。すなわち、同相軸受信信号は $\rho W(t) \{PNI(t) \cos\theta - PNQ(t) \sin\theta\}$ であり、直交軸受信信号は $\rho W(t) \{PNI(t) \sin\theta + PNQ(t) \cos\theta\}$ である。このように、同相軸受信信号、直交軸受信信号に互いの信号成分（同相軸に対しては $PNQ(t)$ 、直交軸に対しては $PNI(t)$ に関連する成分）が含まれてしまう。従って、これらを補償する必要があり、従来においては例えば図13に示されるPN-QPSK相関器のように各軸受信信号に同相

$$\begin{aligned} I &= \rho W(t) [PNI'(t) \{PNI(t) \cos\theta - PNQ(t) \sin\theta\} \\ &\quad + PNQ'(t) \{PNI(t) \sin\theta + PNQ(t) \cos\theta\}] \end{aligned}$$

となり、出力Qは、

$$\begin{aligned} Q &= \rho W(t) [-PNQ'(t) \{PNI(t) \cos\theta - PNQ(t) \sin\theta\} \\ &\quad + PNI'(t) \{PNI(t) \sin\theta + PNQ(t) \cos\theta\}] \end{aligned}$$

となる。そして、I、Qはアキュムレータ528、530でそれぞれシンボル時間に渡り積分が行われる。積分の結果は、walsh関数の直交性から、多重化された

$$\begin{aligned} &\int PNI'(t) PNI(t) W(t) dt \\ &= \int [PNI(t) Wi(t)] PNI(t) W(t) dt \\ &= \int [PNI(t) Wi(t)] PNI(t) [\sum di(t) \underline{k_i} Wi(t)] dt \\ &= \int PNI^2(t) Wi(t) [\sum di(t) \underline{k_i} Wi(t)] dt \\ &= \int Wi(t) [\sum di(t) \underline{k_i} Wi(t)] dt \\ &= T k_i \cdot di(t) \end{aligned}$$

なる関係が成り立つ。ここで、 k_i は多重化信号の電力配分率に関する比率定数である。従って、アキュムレータ528、530の出力は、それぞれ $2\rho k_i \cdot di(t) \cos\theta$ 、 $2\rho k_i \cdot di(t) \sin\theta$ となる。なお、ここでは相関処理のタイミングはタイミング再生回路によって与えられることを想定し、また、 $PNI(t)$ と $PNQ(t)$ の相互相関値はPN符号の性質から十分小さく相関処理により無視できるものとしている。この時点で各軸受信信号に混入した成分は効果的に分離されているが、アキュムレータ528の出力においては $\cos\theta$ 、アキュムレータ530の出力においては $\sin\theta$ の影響が残っている。この影響を取り除くために、例えば $\theta = \tan^{-1}(Q/I)$ の演算を行い、得られた θ をもとに位相回転操作を行うことにより $2\rho k_i$

$$4\rho^2 k_i^2 \cdot di^2(t) [\cos^2\theta + \sin^2\theta]$$

が得られ、データ復調間隔時間に渡り積分することによ

成分の複素包絡線は、

軸、直交軸両方のPN符号とを乗算する乗算器を設け、各乗算器出力を所定の組み合わせで加算する構成が考えられる。

【0011】図13のPN-QPSK相関器では、同相軸受信信号、直交軸受信信号それぞれに対し、同相軸用のPN符号 $PNI(t)$ 、直交軸用のPN符号 $PNQ(t)$ とを乗算し、図に示される組み合わせで加算される。すなわち、出力Iは、

信号中、 $PNI'PNQ'$ に含まれる $Wi(t)$ に乘積された $di(t)$ の成分のみが残る。例えば、シンボル時間をTとすれば、

$di(t)$ を得る。しかしながら、 θ の推定のための \tan^{-1} 、位相回転操作という複雑な処理を必要とする課題があった。

【0012】また、従来例には示されていないが、データ復調回路においては、相関処理を行う際のタイミングを与えるためにタイミング再生回路が必要である。タイミング再生回路は、通常DLL（遅延ロックループ）等から構成されるが、DLLでは相関処理のタイミングに応じた相関パルスレベルを得る必要がある。図13の回路構成から相関パルスレベルを得る場合には、位相差 θ 並びにデータ $di(t)$ の不確定性を取り除くために、アキュムレータ528、530出力の2乗和をとる必要がある。その結果、

$$= 4\rho^2 k_i^2 \cdot di^2(t)$$

り相関パルス電力に対応する成分が得られる。但しこの

ような方法だと、両軸受信信号に独立に重畳された雑音が2乗操作により互いに混入し、雑音の影響がより大きくなり、タイミング再生特性が劣化してしまう。2乗和の操作を不要とするために、位相差の影響を取り除き、さらにデータ変調のかかっていないパイロット信号の相関パルスを用いる方法が考えられる。

【0013】しかしながら、従来のような構成だと、 θ の推定のための \tan^{-1} 、位相補正操作という複雑な処理が必要となるという課題があった。また、パイロット信号の相関パルスをDLLで用いる場合は、PN-QPSK相関器で用いられる系列 $PNI'(t)$ 、 $PNQ'(t)$ はPN符号とパイロット信号に対応するWalsh関数から作成される必要があり、データ復調用PN-QPSK相関器の他にDLLのためのPN-QPSK相関器が必要になるという課題があった。さらに、DLLではデータ復調タイミングから若干前後にずれたタイミングでそれぞれ相関処理を行う必要があるため、このような複雑な処理を行う系がデータ復調の他に2系統必要となり、演算量も膨大なものとなるという課題があった。

【0014】このように、従来のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路では、検波後の残留位相差の影響を取り除くために複雑な処理が必要になるという課題がある。また、タイミング再生でも、PN-QPSK相関器出力の2乗和をとるか、位相補正を行うかのどちらかの処理が必要となり、2乗和をとる場合は雑音の影響が増大してタイミング再生特性が劣化し、位相補正を行う場合は複雑な処理を必要とする課題があった。

【0015】本発明は上記従来技術の有する課題に鑑みなされたものであり、その目的は、簡易な構成で位相差を除去してデータ復調、タイミング再生を行い、受信品質を向上させることが可能なスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段及び作用】上記目的を達成するために、請求項1記載のデータ復調回路は、同相軸の疑似雑音符号と直交軸の疑似雑音符号により、直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号それぞれに基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号または直交軸の疑似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段とを有することを特徴とする。

【0017】また、上記目的を達成するために、請求項

2記載のデータ復調回路は、同相軸の疑似雑音符号と直交軸の疑似雑音符号により、直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号それぞれに基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段とを有することを特徴とする。

【0018】また、上記目的を達成するために、請求項3記載のデータ復調回路は、同相軸の疑似雑音符号と直交軸の疑似雑音符号により直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、同相軸の受信信号と基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段とを有することを特徴とする。

【0019】また、上記目的を達成するために、請求項4記載のデータ復調回路は、同相軸の疑似雑音符号と直交軸の疑似雑音符号により直接拡散方式で同相軸及び直交軸に対しスペクトル拡散された信号を受信し、この受信信号よりデータを復調するスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、直交軸の受信信号と基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を乗算し、乗算結果を積分し、積分結果を巡回加算することで平均化して検波後の残留位相差情報を含む相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段にて得られた位相差情報を用いて同相軸の受信信号及び直交軸の受信信号に含まれる位相差の影響を補償する位相差補償手段とを有することを特徴とする。

【0020】また、上記目的を達成するために、請求項5記載のデータ復調回路は、請求項1または請求項2または請求項3または請求項4記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、前記位相差補償手段により位相差の影響が補償された同相軸の信号及び直交軸の信号に基地局から送信されたパイロット信号に対応した同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号をそれぞれ乗算し、それぞれの乗算結果を加算した信号を復調するデータ復調手段とを有することを

特徴とする。

【0021】また、上記目的を達成するために、請求項6記載のデータ復調回路は、請求項5記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、前記データ復調手段は高速アダマール変換による信号処理を用いて信号を復調することを特徴とする。

【0022】また、上記目的を達成するために、請求項7記載のデータ復調回路は、請求項1または請求項2または請求項3または請求項4記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、前記位相差補償手段により位相差の影響が補償された同相軸の信号と、タイミングを前後にわずかにずらせた同相軸の疑似雑音符号とをそれぞれ乗算する第1乗算手段と、前記位相差補償手段により位相差の影響が補償された直交軸の信号と、タイミングを前後にわずかにずらせた直交軸の疑似雑音符号とをそれぞれ乗算する第2乗算手段と、前記第1、第2乗算手段においてそれぞれ乗算された同相軸の信号と直交軸の信号とを加算する加算手段と、加算された信号の平均化演算を行う平均化手段の演算結果に基づいてタイミング信号を出力するタイミング制御手段とを有することを特徴とする。

【0023】また、上記目的を達成するために、請求項8記載のデータ復調回路は、請求項7記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、前記加算手段と前記平均化手段との間に設けられ、前記加算手段の加算信号と受信パルス信号の受信電力の逆数に相当する係数を乗算し、乗算結果を前記平均化手段へ出力する第3乗算手段とを有することを特徴とする。

【0024】また、上記目的を達成するために、請求項9記載のデータ復調回路は、請求項7または請求項8記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、前記タイミング制御手段より出力されるタイミング信号を入力し、このタイミング信号に基づいて同相軸の疑似雑音符号及び直交軸の疑似雑音符号を発生する疑似雑音符号発生手段とを有することを特徴とする。

【0025】さらに、上記目的を達成するために、請求項10記載のデータ復調回路は、請求項7または請求項8記載のスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路において、さらに、前記タイミング制御手段より出力されるタイミング信号を入力し、このタイミング信号に

$$\begin{aligned} & \rho W(t) (PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \sin \theta) \\ & + j \rho W(t) (PNQ(t) \cos \theta + PNI(t) \sin \theta) \end{aligned}$$

となる。ここで、同相軸受信信号は右边第1項、直交軸受信信号は右边第2項である。したがって、同相軸受信信号 $\rho W(t) (PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \sin \theta)$

$$\begin{aligned} & (1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \sin \theta) dt \\ & = \rho k_0 \cos \theta \end{aligned}$$

基づいて受信信号を復調する復調手段とを有することを特徴とする。

【0026】このように、本発明におけるスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路では、位相補償回路により同相軸受信信号、直交軸受信信号に含まれる位相差の影響を取り除かれ、位相差の影響が取り除かれた受信信号を用いてデータ復調が行われる。また、タイミング再生においても、雑音の影響の増大を招くことなく、簡易な構成でパイロット信号の相関パルス成分が得られる。

【0027】

【実施例】以下、図面を用いながら本発明に係るスペクトル拡散通信用受信装置のデータ復調回路の好適な実施例を説明する。

【0028】図1には本実施例における位相補償回路の構成が示されている。アナログレシーバ3のA/Dコンバータでデジタル信号に変換された受信信号は本実施例の位相補償回路に供給される。位相補償回路は同相軸受信信号、直交軸受信信号それぞれと同相軸用PN符号、直交軸用PN符号との相関をとる相関算出部から構成されている。すなわち、同相軸A/Dコンバータから与えられる同相軸受信信号は同相軸用のPN符号 $PNI(t)$ と乗算され、平均化部 $meanA20$ で平均化処理され相関を算出する。そして、平均化部出力と同相軸A/Dコンバータから与えられる同相軸受信信号との乗算が行われる。また、同相軸A/Dコンバータから与えられる同相軸受信信号は直交軸用のPN符号 $PNQ(t)$ と乗算され、さらに平均化部 $meanA22$ にて平均化処理が行われ、同様に同相軸A/Dコンバータから与えられる同相軸受信信号との乗算が行われる。一方、直交軸A/Dコンバータから与えられる直交軸受信信号も前述した同相軸受信信号と同様に $PNI(t)$ 、 $PNQ(t)$ とそれぞれ乗算され、さらに平均化部 $meanA24$ 、 26 にて平均化処理が行われた後、もとの直交軸受信信号と乗算され出力される。そして、加算器32にて乗算器21の出力と乗算器30の出力が加算されて出力されるとともに、加算器34にて乗算器23の出力と乗算器28の出力とが加算されて出力され位相補償が行われる。

【0029】本実施例の位相補償回路はこのような構成を有しており、以下その作用を説明する。アナログレシーバ3から供給される受信パス信号成分は

$n\theta$) に $PNI(t)$ を乗算し、さらに平均化部 $meanA20$ にて平均化処理した場合の出力は、walsh関数の直交性等により、

13

となる。ここで $(1/T) \int_0^T (PNI(t) PNI(t)) dt = 1$ であり、 $(1/T) \int_0^T (PNI(t) PNQ(t)) dt$ は平均化処理により十分小さくすることができる。また、アナログレシーバ出力には他の受信パス信号成分も含まれていることが多いが、乗積されるPN符号のタイミングが異なっているので、平

$$\begin{aligned} & (1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNQ(t) PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \\ & PNQ(t) \sin \theta) dt \\ & = -\rho k_0 \sin \theta \end{aligned}$$

となる。ここで $(1/T) \int_0^T (PNQ(t) PNQ(t)) dt = 1$ である。直交軸受信信号も同様に、平

$$\begin{aligned} & (1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNI(t) PNQ(t) \cos \theta + PNI(t) \\ & PNI(t) \sin \theta) dt \\ & = \rho k_0 \sin \theta \end{aligned}$$

となり、平均化部meanA26からの出力は、

$$\begin{aligned} & (1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNQ(t) PNQ(t) \cos \theta + PNQ(t) \\ & PNI(t) \sin \theta) dt \\ & = \rho k_0 \cos \theta \end{aligned}$$

となる。そして、このような $\rho k_0 \cos \theta$ 、 $-\rho k_0 \sin \theta$ 、 $\rho k_0 \sin \theta$ 、 $\rho k_0 \cos \theta$ がそれぞれ乗算器21、28、30、23にて同相軸受信信号、直交軸受信信号に乗算されることになる。ここで、前述したように位相差 θ が存在する場合の受信信号は $\rho W(t) [PNI(t) + j PNQ(t)] \exp[j\theta]$ であるので、位相差を除去するためにはこの信号に $\exp[-j\theta]$ を乗算すればよい。すなわち、 $\rho W(t) [(PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \sin \theta) + j (PNQ(t) \cos \theta + PNI(t) \sin \theta)] (\cos \theta - j \sin \theta)$
 $= \rho W(t) [\cos \theta (PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \sin \theta) + \sin \theta (PNQ(t) \cos \theta + PNI(t) \sin \theta)] + j \rho W(t) [-\sin \theta (PNI(t) \cos \theta - PNQ(t) \sin \theta) + \cos \theta (PNQ(t) \cos \theta + PNI(t) \sin \theta)]$
 $= \rho W(t) PNI(t) + j \rho W(t) PNQ(t)$
 となる。

【0031】ここで、上述の等式の右辺に着目すると、右辺の第1項は同相軸受信信号に $\cos \theta$ を乗算した項と直交軸受信信号に $\sin \theta$ を乗算した項の和となっており、第2項は同相軸受信信号に $-\sin \theta$ を乗算した項と直交軸受信信号に $\cos \theta$ を乗算した項の和となっている。一方、前述したようにmeanA20、22、24、26から得られる出力はそれぞれ $\rho k_0 \cos \theta$ 、 $-\rho k_0 \sin \theta$ 、 $\rho k_0 \sin \theta$ 、 $\rho k_0 \cos \theta$ である。したがって、これら平均化部meanA20、22、24、26からの出力をそれぞれ同相軸受信信号、直交軸受信信号に乗算し、上述の等式を満たすように適宜加算することにより位相差 θ を除去することが可能となる。

【0032】すなわち、乗算器21にて同相軸受信信号

14

均化処理により十分小さくすることができる。また、 k_0 はパイロットチャネル ($W_0(t)$: 全て1) への電力配分率に相当する比例定数である。

【0030】また、同相軸受信信号に $PNQ(t)$ を乗算し、さらに平均化部meanA22で平均化処理した信号は、

$$(1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNQ(t) PNI(t) \cos \theta - PNQ(t)$$

$$PNQ(t) \sin \theta) dt$$

$$= -\rho k_0 \sin \theta$$

10 均化部meanA24からの出力は、

$$(1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNI(t) PNQ(t) \cos \theta + PNI(t)$$

$$PNI(t) \sin \theta) dt$$

$$= \rho k_0 \sin \theta$$

となり、平均化部meanA26からの出力は、

$$(1/T) \int_0^T \rho W(t) (PNQ(t) PNQ(t) \cos \theta + PNQ(t)$$

$$PNI(t) \sin \theta) dt$$

$$= \rho k_0 \cos \theta$$

とmeanA20からの出力 $\rho k_0 \cos \theta$ を乗算し、さらに加算器32にて直交軸受信信号とmeanA24の出力 $\rho k_0 \sin \theta$ を乗算器30にて乗算し、この乗算器の出力を加算することにより上述の等式の右辺第1項と等価な信号処理が実現することになる。

【0033】直交軸受信信号も同様に、直交軸受信信号にmeanA26からの出力 $\rho k_0 \cos \theta$ を乗算器23にて乗算し、さらに加算器34にて直交軸受信信号にmeanA22からの出力 $-\rho k_0 \sin \theta$ を乗算器28にて乗算し、この出力を加算することにより上述の等式の右辺第2項と等価の信号処理が実現することになる。これにより、同相軸受信信号、直交軸受信信号から位相差のない同相軸信号 $\rho k_0 \cdot \rho W(t) PNI(t)$ 、位相差のない直交軸信号 $\rho k_0 \cdot \rho W(t) PNQ(t)$ が得られることになる。これは、所望の信号に受信振幅 ρ と定数 k_0 が乗算された値であり、 ρ はコンパイナにおいて最大比合成を行う際に役立つ。

【0034】図2から図6には本発明における位相補償回路の他の構成例が示されている。図1に示された位相補償回路の平均化部20、26出力には共に $\rho k_0 \cos \theta$ が含まれる。一方、平均化部22、24出力には $-\rho k_0 \sin \theta$ 、 $\rho k_0 \sin \theta$ が含まれる。従って、 $\cos \theta$ 成分を求める系が一つで、同じく符号の違いを考慮すれば $\sin \theta$ 成分を求める系も1つでも位相補償機能は実現される。

【0035】図2は同相軸受信信号から $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ 成分を求め、位相補償を行うような構成である。図3は直交軸受信信号から $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ 成分を求め、位相補償を行うような構成である。図4は $\cos \theta$ 成分を同相軸受信信号から $\sin \theta$ 成分を直交軸受信信号から求めるような構成である。図5は $\cos \theta$ 成分を直交軸受信信号から $\sin \theta$ 成分を同相軸受信信号から

50

求めるような構成である。 $\sin \theta$ 成分の極性を考慮するため、図2、図5では加算器32に入力される一方が負の極性で入力され、図3、図4では加算器34に入力される一方が負の極性で入力される。

【0036】図6は図1、図2乃至図5の平均化部20, 22, 24, 26の好適な例を示す図である。入力
はまずアキュムレータ201に導かれ、1シンボル時間
に渡る積分(累積加算)が行われ、1シンボル時間毎に
積分結果が出力される。アキュムレータ出力は、乗算器
202, 205、加算器203、遅延回路204より構成
される巡回加算部へ導かれ、巡回加算(重み付けを伴
う累積加算)を行うことにより雑音の影響を軽減する。
ここで、遅延回路の遅延時間は1シンボル時間Tであ
り、また、乗算器205に入力される r ($0 \leq r < 1$)
は重みであり、巡回加算による平均化の度合いを示すも
ので回線状況により適宜設定されるものである。また、
乗算器202に入力される $1-r$ は正規化定数であり、
巡回加算部の入出力間での電力を一定にするためのもの
である。

【0037】図7には本発明におけるDLL(遅延ロッ
クループ)の構成が示されている。前述した位相差補償
回路で位相差が除去された同相軸受信信号及び直交軸受
信信号はともにDLLに供給される。そして、同相軸受
信信号には $PNI(t)$ を Δ だけタイミングを前後にず
らした符号 $PNI(t-\Delta)$ 、 $PNI(t+\Delta)$ を乗算
する。そして、直交軸受信信号については $PNQ(t)$
を同様に Δ だけ前後にずらした符号 $PNQ(t-\Delta)$ 、
 $PNQ(t+\Delta)$ を乗算し、前述した同相軸信号に対す
る乗算結果と図中に示された極性で加算し、さらに平均
化部mean Bで平均化した後、タイミング制御器に入
力される。ここでmean Bは図6に示される構成ある
いは適当なループフィルタで構成される。タイミング制
御器では、平均化部mean Bからの信号がゼロとなる
ようにタイミング信号を出力する。このタイミング信号
は図1のPN符号の発生タイミングに用いられ、分
周回路等を介してこれから説明するデータ復調回路のシ
ンボルクロック等に用いられる他、コントロールプロセ
ッサ8にも供給され、サーチャージャ5より与えら
れる強度信号のタイミングと照合され、複数のデータ復
調器が常に最適なパス(強度の強いパス)に対する復調
を行うための制御に用いられ、コンバイナ及びデコ
ダ回路9におけるダイバーシチ合成タイミング等にも
用いられる。

【0038】図8は本発明におけるDLLの他の構成例
を示している。図7に示されたDLLとは、加算器と平
均化部Bの間に乗算器を有している点異なる。これ
は、位相補償回路により同相軸、直交軸成分は位相差の
影響が除去されると同時に振幅が ρk_0 倍され、平均化
部Bにおける平均化操作により、さらに振幅が ρk_0 倍
されるため、乗算器で加算器出力を $1/(\rho k_0)^2$ 倍

することにより、フェージングに起因する受信パスの振
幅 ρ の変動に伴いDLLの入力レベルが変動するのを補
償する効果がある。DLLの入力レベル変動はループゲ
インの変動となるため、この乗算器による入力レベル変
動の補償により安定した動作が実現される。

【0039】なお、 $(\rho k_0)^2$ のファクタは、パイロ
ット信号の受信電力に相当する係数であり、これから説
明するデータ復調部より得ることができる。

【0040】図9には本実施例におけるデータ復調部の
構成が示されている。前述した位相差補償回路にて位相
差が除去された受信ベースバンド信号がこのデータ復調
部に供給される。供給された同相軸、直交軸受信信号 ρ
 $k_0 \cdot \rho W(t) PNI(t)$ 、 $\rho k_0 \cdot \rho W(t) P$
 $NQ(t)$ はそれぞれ乗算器40, 42に供給され、そ
れぞれ $PNI(t)$ 、 $PNQ(t)$ と乗算され、PN符
号が解かれて共に $\rho k_0 \rho W(t)$ となる。すなわち、
同一タイミングで乗算されるのでPN符号の影響がなく
なる。これ以降のデータ復調回路は、Walsh関数を
解いて、データを復調するための動作となる。そして、
乗算器40, 42からの出力は加算器44に供給され、
同相軸、直交軸両信号が加算されて出力される。これは
PN符号が解かれると、どちらのチャンネルにも同一の信
号が出現するので、それを合成するために行われる操作
である。ここで、アナログレシーバからの信号はDLL
の解像度を向上させるためチッププレートに対しオーバ
ーサンプリングされている場合がある。すなわち、同一
チップが所定回数(例えば4回)連続して送信されるよ
うな場合である。このようなオーバーサンプリングに対
応するため、本実施例のデータ復調部では1/4シリアル
/パラレル変換器46及び加算器48が設けられてお
り、これらにより重複したチップサンプルを本来の一つ
のチップシンボルに変換して1/64シリアル/パラレル
変換器50に供給する。なお、ここではオーバーサンプ
ルに対し、サンプル値を加算する方法を示したが、4サ
ンプル毎に1つだけ抽出する方法も考えられる。1/6
4シリアル/パラレル変換器50ではシンボルクロック
に基づき入力信号を64チップシンボルのパラレルデー
タに変換してFHT器52に供給する。FHT器52で
は供給された64チップシンボルデータを高速アダマル
変換してチャンネル分離し、各Walsh符号 W_0 、 W
 1 、 \dots 、 W_{63} についての相関信号を出力し、セクタ
54に供給する。セクタ54ではコントロールプロセ
ッサ3から供給されるセレクト信号をもとに所望のWal
sh符号 W_i に関する相関信号 $2\rho^2 k_0 k_{di}$
 (t) を選択し、ダイバーシチ回路等に供給してデータ
復調をする。なお、このデータ復調部において前述した
ようにパイロット信号により同期追尾が行われ、この同
期追尾系とは別にFHT器52を動作させることが可能
であり、したがってデータタイミング時のみ動作させれ
ばよいので消費電力を低減することができる。また、F

H T 器 5 2 の出力中、 W_0 についての相関信号は $2\rho^2 k_0^2$ となり、図 8 の乗算器への入力として用いることができる。

【0041】また、本実施例のデータ復調部においてこのような F H T 器 5 2 を用いることなく、例えば図 1 0 に示されるようにコントロールプロセッサから供給されるセレクト信号によって w a l s h 関数発生器によって発生された W a l s h 関数を参照系列とする相関器を用いてデータ復調することも可能である。すなわち、加算器 4 8 からの出力を乗算器 5 8 に供給し、この乗算器にて割り当てられた W a l s h 符号 $W_i(t)$ を乗算し、さらにアキュムレータ 6 0 にて累積加算して $2\rho^2 k_0 k_i d_i(t)$ が得られ、これをダイバーシチ回路に供給する構成である。このような構成により、前述の F H T 器 5 2 を用いる場合に比べて一層の低消費電力化を図ることができる。

【0042】また、アキュムレータ 5 6 の出力は W_0 についての相関信号 $2\rho^2 k_0^2$ となり、図 8 の乗算器への入力として用いることができる。

【0043】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係るスペクトル拡散通信受信装置のデータ復調回路によれば、簡易な構成で位相差の影響を除去し、また受信 S/N 比を向上させるとともに低消費電力化を図ることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本実施例における位相差補償回路の構成図である。

【図 2】 他の実施例の位相差補償回路の構成図である。

【図 3】 他の実施例の位相差補償回路の構成図である。

【図 4】 他の実施例の位相差補償回路の構成図である。

【図 5】 他の実施例の位相差補償回路の構成図である。

【図 6】 実施例の平均化部の構成図である。

【図 7】 実施例における D L L の構成図である。

10 【図 8】 他の実施例の D L L の構成図である。

【図 9】 実施例におけるデータ復調部の構成ブロック図である。

【図 10】 他の実施例におけるデータ復調部の構成ブロック図である。

【図 11】 従来の受信装置の構成ブロック図である。

【図 12】 従来装置のデータ復調回路の構成図である。

【図 13】 従来装置におけるデータ復調の原理を示す説明図である。

【符号の説明】

20 1 アンテナ

5 サーチレシーバ

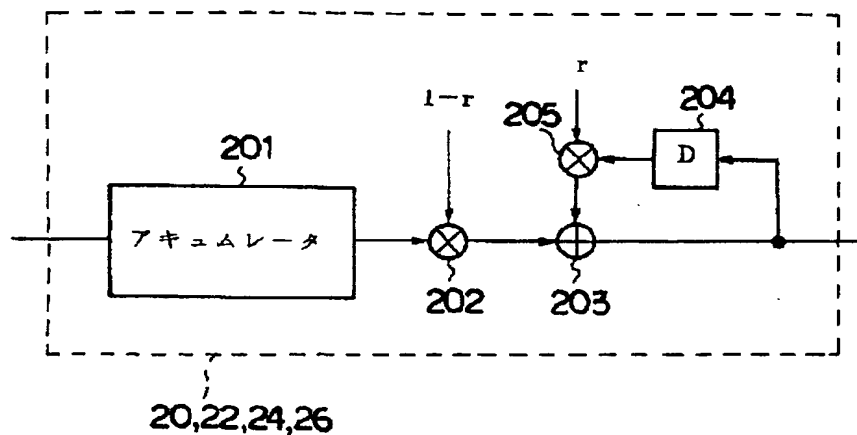
6, 7 デジタルデータレシーバ (データ復調回路)

8 コントロールプロセッサ

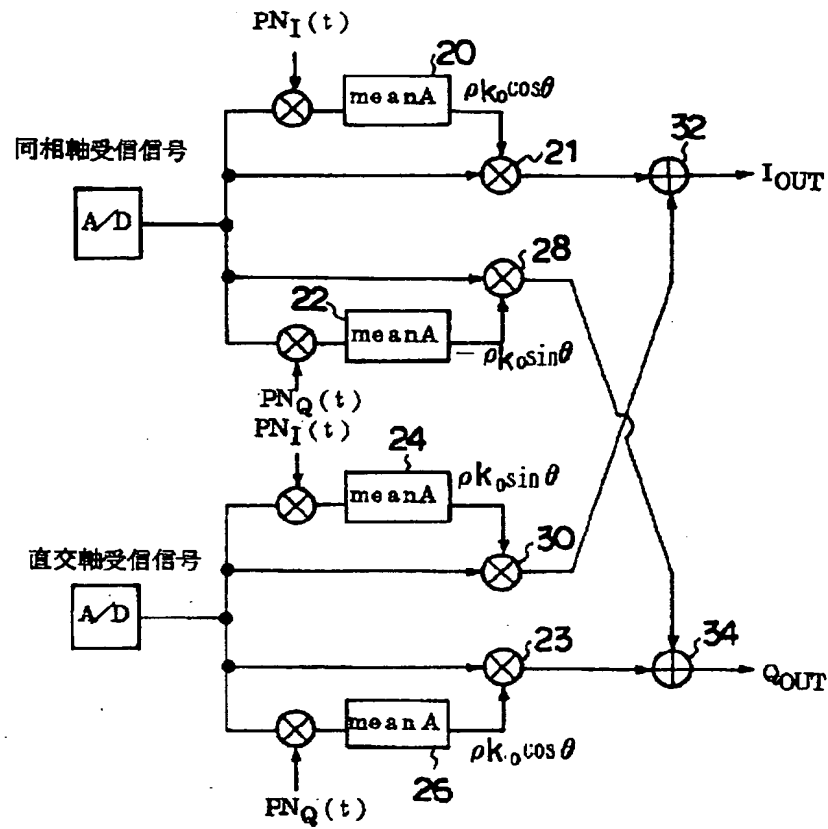
20, 22, 24, 26 平均化部

52 F H T 器

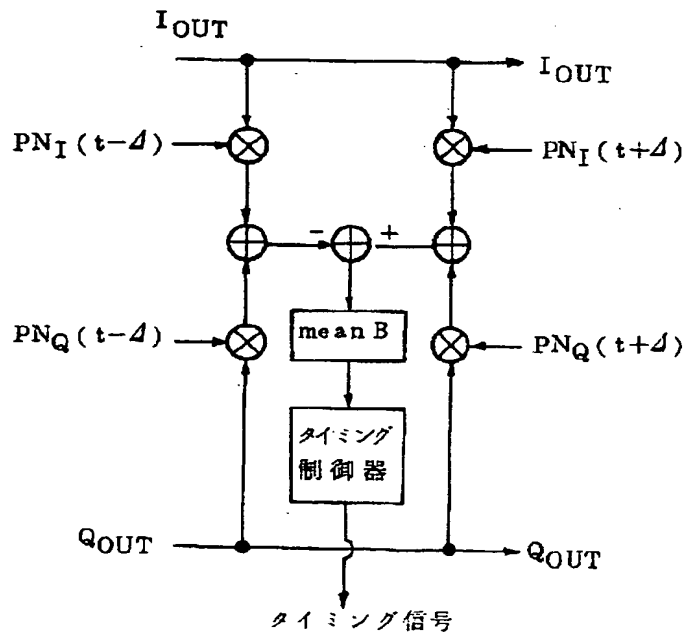
【図 6】



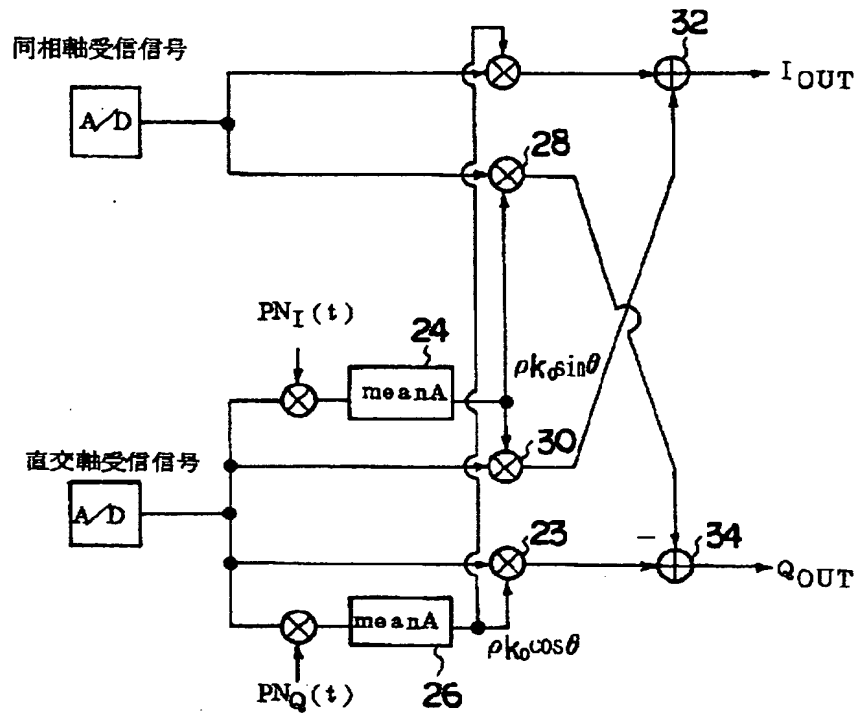
【図1】



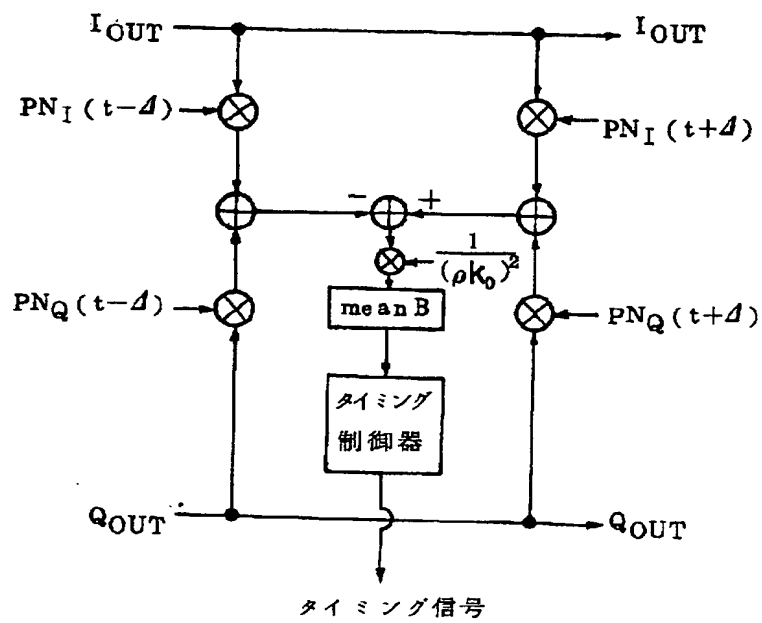
【図7】



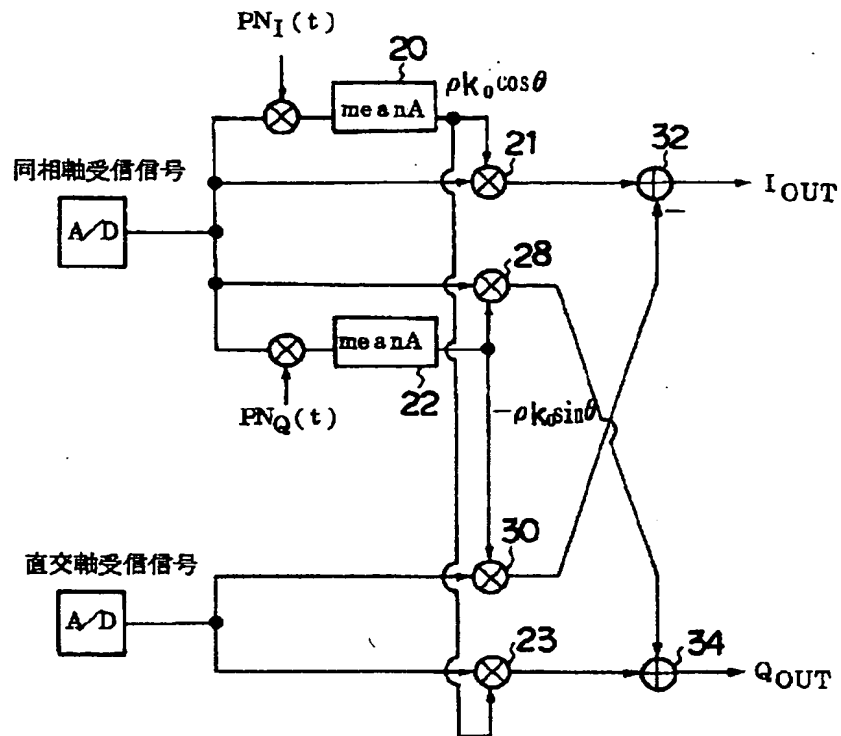
【図3】



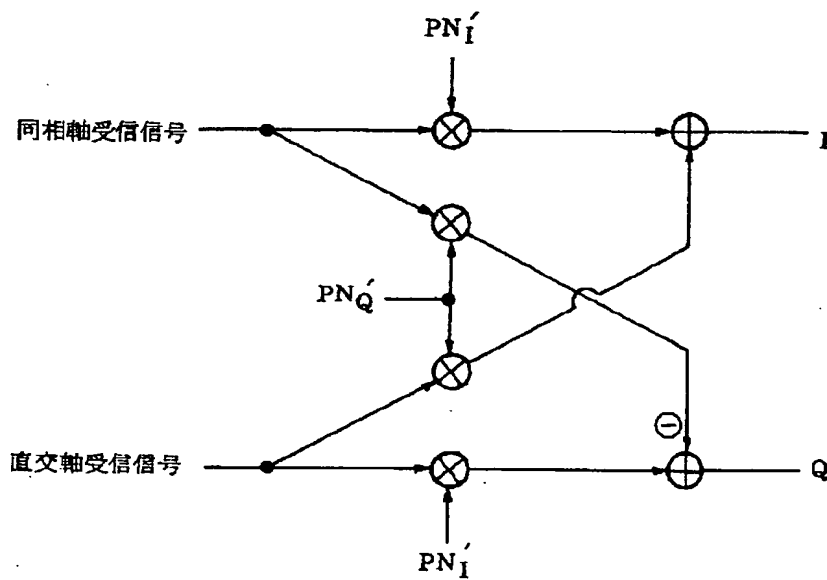
【図8】



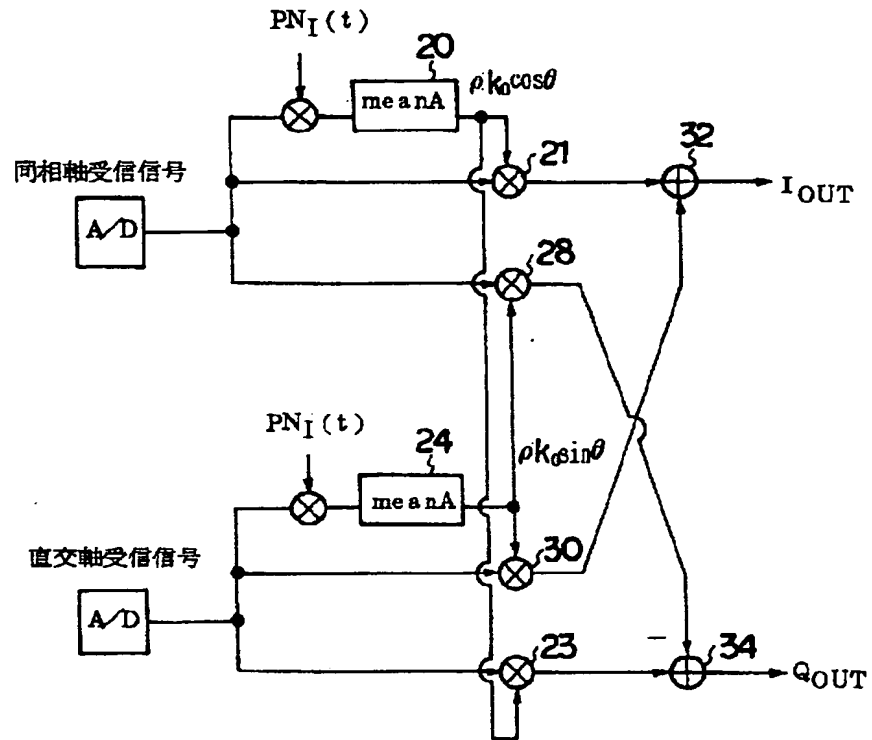
【図2】



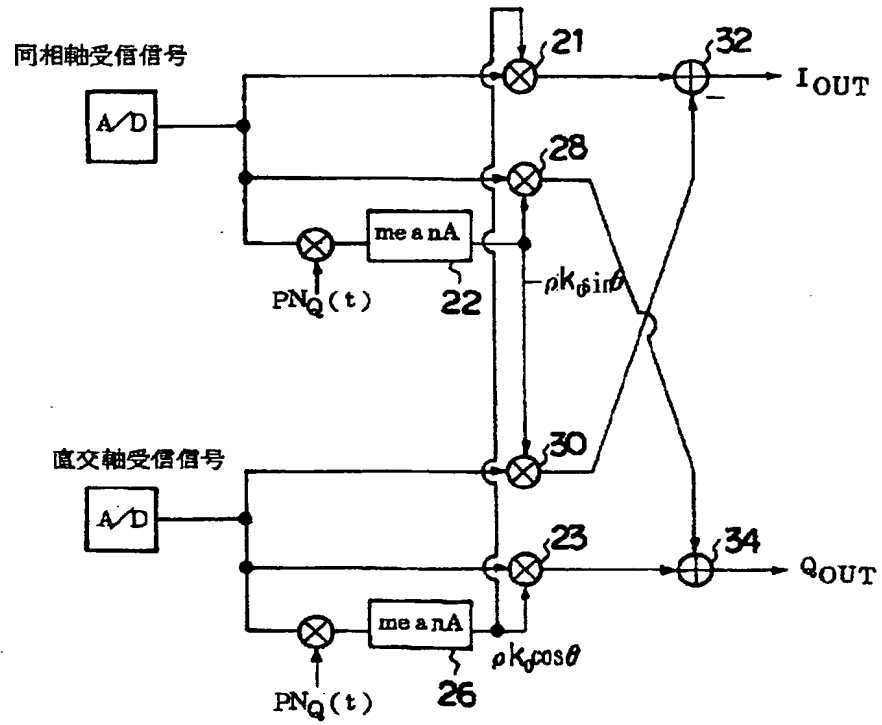
【図13】



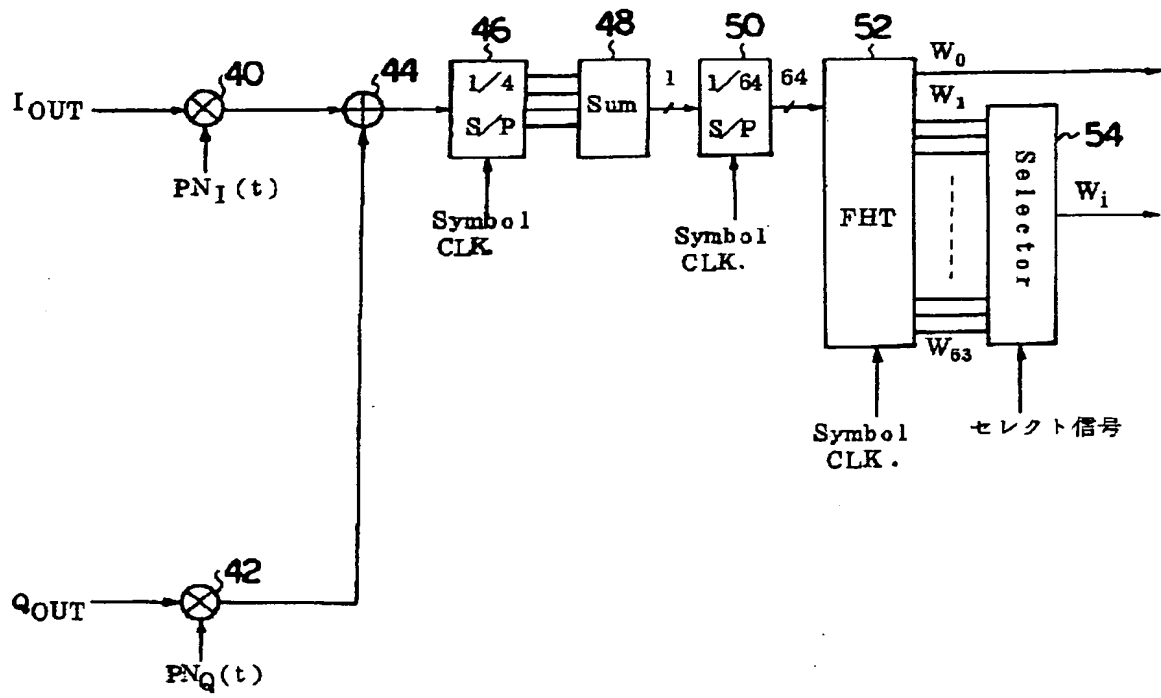
【図 4】



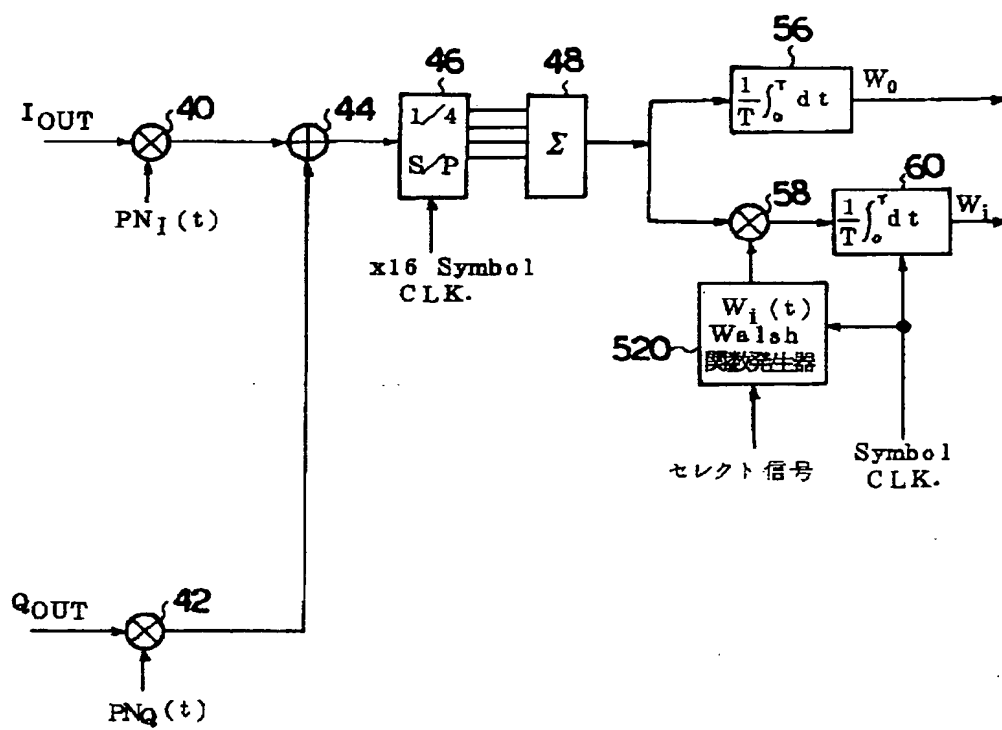
【図 5】



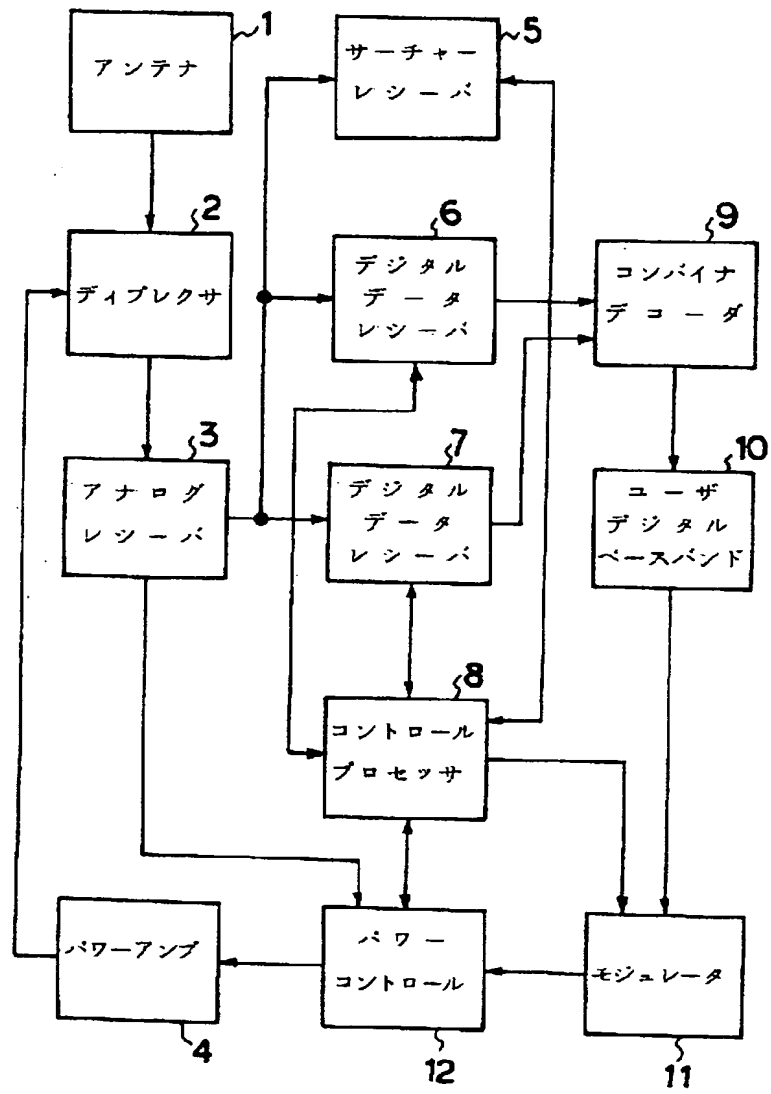
【図 9】



【図10】



【図11】



【図12】

